

基于随机场照射的最优微波成像

周天益

Optimal microwave imaging with random field illuminations

Zhou Tian-Yi

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 68, 055201 (2019) DOI: 10.7498/aps.68.20182122

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.68.20182122>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

脉冲微波辐射场空间分布的热声成像研究

Pulsed microwave energy spatial distribution imaging by means of thermoacoustic tomography

物理学报. 2015, 64(1): 14301 <https://doi.org/10.7498/aps.64.014301>

弱锚泊对液晶微波相位调制的影响

Influence of weak anchoring on the microwave phase modulation of liquid crystals

物理学报. 2015, 64(19): 194206 <https://doi.org/10.7498/aps.64.194206>

一种生成质量最优路径纠缠微波信号的压缩参量选择方法

An approach to selecting the optimal squeezed parameter for generating path entangled microwave signal

物理学报. 2017, 66(23): 230302 <https://doi.org/10.7498/aps.66.230302>

相干场成像四光束相位闭合算法研究

Four-phase closure algorithm for coherent field imaging

物理学报. 2015, 64(5): 54204 <https://doi.org/10.7498/aps.64.054204>

先进微波成像诊断技术中高通滤波板的优化设计

Optimization design of dichroic plate for the advanced technology in microwave imaging diagnostic

物理学报. 2015, 64(16): 165202 <https://doi.org/10.7498/aps.64.165202>

基于交替隐式有限差分法的快速早期乳腺癌时域微波断层成像

Microwave tomography for early breast cancer detection based on the alternating direction implicit finite-difference time-domain method

物理学报. 2016, 65(14): 144101 <https://doi.org/10.7498/aps.65.144101>

基于随机场照射的最优微波成像*

周天益†

(宁波大学信息科学与工程学院, 宁波 315211)

(2018年12月1日收到; 2018年12月28日收到修改稿)

近年来, 电磁计算成像的理论和得到了广泛的研究和发展, 其中基于随机场照射的微波成像引起了诸多关注. 与传统成像方法的连续波照射不同, 基于随机场照射的成像方法以随机照射的方式获取多组非相关的目标散射测量值, 经过反演计算就能提取散射目标体的轮廓和形状等信息. 基于阵列天线理论, 本文理论分析并实验验证了一种最优的二维微波成像系统, 能够使用最少的天线单元实现随机照射, 通过最少的测量次数完成矩阵求逆并得到重建图像. 该系统主要有以下两个创新点: 完全随机照射的获取和成像系统最优参数的选取. 与基于超材料的成像系统相比, 本文通过对 1 bit 相位调制器随机相位调制的方式获取随机场照射, 使得每个天线单元都处于工作状态, 因此整个系统的能量效率更高. 此外, 所述单频成像系统还具有频谱效率高、结构简单、成本低等优点, 在安检、室内定位等不同场景中具有潜在的应用价值.

关键词: 微波成像, 阵列天线, 随机场, 相位调制**PACS:** 52.70.Gw, 84.40.Ba, 02.30.Zz, 02.50.Fz**DOI:** 10.7498/aps.68.20182122

1 引言

近几十年来, 微波成像作为微波领域的一个重要研究分支引起了人们的广泛关注和研究^[1]. 不同于传统的光学或者红外成像方法, 微波成像能够穿透非透明遮蔽物得到金属或介质目标的位置、形状轮廓、电磁特性等信息. 目前, 研究人员针对各式各样的应用场景提出了多种不同的微波成像实验装置^[2-6]以及相关成像算法^[7-14], 其中包括安全检查^[2,3]、无损检测^[4]、医学诊断^[5]、隔墙成像^[6]等.

微波成像本质上属于电磁散射逆问题^[7], 其主要原理是利用电磁波照射待测目标, 并通过散射回波信号来进行目标信息重构. 根据不同的成像方法, 传统微波成像可以分为基于雷达方法的微波成像和基于逆散射方法的微波成像两大类^[1]. 基于雷达方法的微波成像主要通过简化的线性成像模型获取目标距离、位置、形状等定性信息. 由于考虑

成像过程中的多次散射效应, 基于逆散射方法的微波成像相比雷达方法更为复杂. 与之相关的成像算法需要对非线性的逆散射问题进行求解, 以期得到成像区域的定量信息, 比如介电常数、电导率^[7-14]等. 在实际的逆散射成像系统中, 发射天线发射连续波照射成像区域, 而一组不同位置的接收天线或者单个接收天线在不同位置对散射场进行接收. 为了得到较高分辨率的成像结果, 成像区域中离散化的网格数量远大于有限的测量次数, 这就导致了成像过程中的病态问题^[15].

近年来, 有研究人员提出了一种基于随机场照射的微波成像新体制^[16-24], 其中利用特殊设计的超材料或空腔结构的口径面实现随机场. 这类口径面通常由一组尺寸不同的谐振单元构成, 在特定频率点只有部分随机排布的谐振单元工作, 从而获得随频率变化的随机场分布. 在文献^[21-24]中, 利用 PIN 结来获得相位可调的超材料单元, 并通过电压控制 PIN 结的通断实现随机场照射. 和基于

* 宁波大学学科项目 (批准号: XKL14D2058, XYL15008) 和宁波大学王宽诚幸福基金资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zhoutianyi@nbu.edu.cn

雷达方法的传统微波成像方法类似,这种基于随机场照射的成像新方法利用 Born 近似建立线性成像模型,通过压缩感知^[17-22]、矩阵共轭^[16,23]、矩阵求逆^[24]等算法获取目标形状、轮廓等定性信息.通过构造伪随机场,能够显著地降低各散射测量值间的相关性,这就意味着求解方程的规模更小和计算时间更短.

上述基于随机场照射的微波成像新体制的关键在于构造足够随机的场分布,而相位可调的阵列天线在理论上能够实现完全随机照射.基于传统的阵列天线理论,本文在理论上指出:对于一组 N 单元阵列,其中每个单元由单频、等幅、 $0/\pi$ 随机相位调制的信号激励,经过 N 次测量能够得到 N 组不相关的测量值.因此,可以利用最少的天线单元来产生完全随机照射.对于给定的成像分辨率和成像区域大小,本文还提出了一种最优的二维微波成像系统,并进行了数值仿真和实验验证.该成像系统具有能量效率高、频谱效率高、结构简单、成本低等优点,能够工作于微波、毫米波甚至太赫兹频段,在安检、室内定位等场景中具有潜在的应用价值.

2 理论分析

在基于随机场照射的成像体制中,利用随机电磁特征的场分布对目标进行非相关测量,从而实现对目标散射信息的有效拾取.该成像系统的核心在于随机场的产生,随机相位调制的阵列天线是其中的一种实现形式.如图 1 所示, x - y 平面内的阵列天线数量为 N ,并标记第 i 个单元的空间位置为 \bar{r}_i , $i = 1, 2, \dots, N$.假设每个阵列单元的激励电流为 $I_0 e^{-j\varphi_i}$,其中 I_0 是一个常数.为了实现随机照射,阵列天线中的每个单元相位 φ_i 在 0 或 π 之间做 1 bit 相位切换.成像计算过程中,成像区域被离散

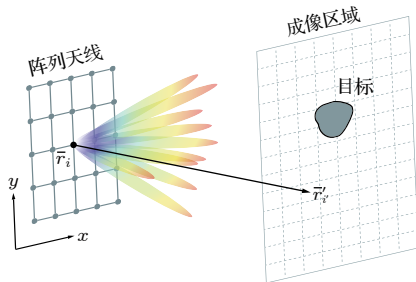


图 1 基于随机场照射的成像系统示意图

Fig. 1. Schematic diagram of the imaging system based on randomized field illuminations.

成 N' 个网格,其中第 i' 个网格位于 $\bar{r}'_{i'}$, $i' = 1, 2, \dots, N'$.根据电磁传播理论,由第 i 个天线单元辐射到成像区域 $\bar{r}'_{i'}$ 处的电场表达式为

$$\bar{E}_i(\bar{r}'_{i'}) = jk\eta_0 I_0 e^{-j\varphi_i} G(\bar{r}'_{i'}, \bar{r}_i), \quad (1)$$

其中

$$G(\bar{r}'_{i'}, \bar{r}_i) = e^{-jk|\bar{r}'_{i'} - \bar{r}_i|} / (4\pi |\bar{r}'_{i'} - \bar{r}_i|) \quad (2)$$

为格林函数, k 和 η_0 分别为自由空间中的波数和波阻抗^[25].假设线性媒质,通过叠加原理得到 N 个天线单元在成像区域 $\bar{r}'_{i'}$ 处的总电场表达式为

$$\bar{E}_{\text{inc}}(\bar{r}'_{i'}) = \sum_{i=1}^N \bar{E}_i(\bar{r}'_{i'}) = jk\eta_0 \sum_{i=1}^N I_0 e^{-j\varphi_i} G(\bar{r}'_{i'}, \bar{r}_i). \quad (3)$$

根据阵列理论,不同单元所对应的格林函数不相关,也就意味着 N 次完全随机调相后的电场是完全随机的,而任何额外的照射都和前 N 次照射相关.根据 (3) 式,照射场的随机性取决于相位调制的随机性和格林函数间的非相关性.因此,天线单元的排布方式,例如非均匀排布和稀疏排布,均不会造成原理层面的影响.

整个成像区域的电场 \bar{E}_{inc} 可以表示为

$$\bar{E}_{\text{inc}} = jk\eta_0 I_0 \varphi \mathbf{G}, \quad (4)$$

其中向量 $\bar{E}_{\text{inc}} = [\bar{E}_{\text{inc}}(\bar{r}'_1) \cdots \bar{E}_{\text{inc}}(\bar{r}'_{i'}) \cdots \bar{E}_{\text{inc}}(\bar{r}'_{N'})]$ 包含成像区域上所有 N' 网格处的入射电场值;向量 $\varphi = [e^{-j\varphi_1} \cdots e^{-j\varphi_i} \cdots e^{-j\varphi_N}]$ 包含对 N 个天线单元的 1 bit 随机相位调制;

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} G(\bar{r}'_1, \bar{r}_1) & \cdots & G(\bar{r}'_{i'}, \bar{r}_1) & \cdots & G(\bar{r}'_{N'}, \bar{r}_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G(\bar{r}'_1, \bar{r}_i) & \cdots & G(\bar{r}'_{i'}, \bar{r}_i) & \cdots & G(\bar{r}'_{N'}, \bar{r}_i) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G(\bar{r}'_1, \bar{r}_N) & \cdots & G(\bar{r}'_{i'}, \bar{r}_N) & \cdots & G(\bar{r}'_{N'}, \bar{r}_N) \end{bmatrix}$$

为每个天线单元与成像区域上 N' 个网格的格林函数矩阵.

将上述由 N 个随机相位调制的天线单元在 N' 个网格上产生的随机照射过程定义为一次测量,则经过 M 次测量后电场表达式为

$$\bar{E}_{M \times N'} = jk\eta_0 I_0 \Phi_{M \times N} \mathbf{G}_{N \times N'}, \quad (5)$$

其中

$$\bar{E} = [\bar{E}_{\text{inc}}^{(1)}, \bar{E}_{\text{inc}}^{(2)}, \dots, \bar{E}_{\text{inc}}^{(M)}]^T,$$

$$\Phi = [\varphi^{(1)}, \varphi^{(2)}, \dots, \varphi^{(M)}]^T.$$

根据矩阵理论,矩阵 \bar{E} 的秩满足

$$R(\bar{\mathbf{E}}) \leq \min\{R(\Phi), R(\mathbf{G})\}, \quad (6)$$

那么当 $M = \min(N, N')$ 时, 矩阵 $\bar{\mathbf{E}}$ 的秩能够达到最大值. 在这种情况下, M 次随机测量将构成一组最不相关的求解方程组, 而大于 M 次的额外测量得到的散射信息都是冗余的.

在传统的逆散射成像系统中, 向各个方向传播的散射场通常由待测目标周围的多个天线进行测量接收. 而基于随机场照射的成像系统更接近于传统雷达, 主要接收目标后向散射信号. 因此, 利用一阶 Born 近似来描述成像区域中反射率空间分布 \mathbf{f} 和散射测量值 \mathbf{g} 之间的关系, 得到如下线性成像模型^[18]:

$$\mathbf{g} = \mathbf{H}\mathbf{f} + \mathbf{n}, \quad (7)$$

其中 \mathbf{H} 是系统传输矩阵, \mathbf{n} 为加性噪声.

图 2 为基于 1 bit 随机调相的随机照射成像系统框图. 位于发射端的发射天线 (Tx) 用于产生随机照射, 其中包含 N 路功分器、 N 个天线单元以及所对应的相位调制器. 位于功分器和天线单元间的相位调制器能够实现 0 和 π 的 1 bit 相位调制. 而

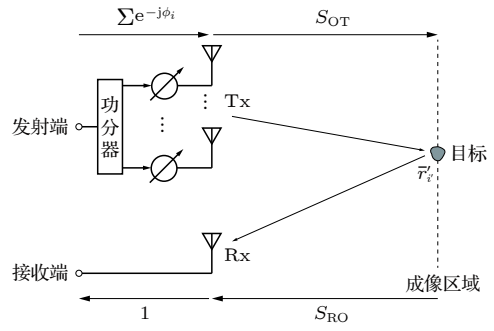


图 2 基于 1 bit 随机相位调制的成像系统框图

Fig. 2. System-level diagram of the imaging system based on 1-bit randomized phase modulation.

接收端的单个接收天线 (Rx) 用于接收散射回波. 假设 S_{OT} 和 S_{RO} 分别是发射天线、接收天线与第 i' 个网格之间的传输系数 S_{21} , 其中 $i' = 1, 2, \dots, N'$. 那么对于第 m 次随机照射, $m = 1, 2, \dots, M$, 对应的传输矩阵 \mathbf{H} 的元素可以表达为

$$H^{(m)}(\bar{r}'_{i'}) = S_{RO}(\bar{r}'_{i'}) S_{OT}(\bar{r}'_{i'}) \sum_{i=1}^N e^{-j\varphi_i^{(m)}}, \quad (8)$$

并最终得到成像模型的展开表达式:

$$\begin{bmatrix} g^{(1)} \\ g^{(2)} \\ \vdots \\ g^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H^{(1)}(\bar{r}'_1) & H^{(1)}(\bar{r}'_2) & \cdots & H^{(1)}(\bar{r}'_{N'}) \\ H^{(2)}(\bar{r}'_1) & H^{(2)}(\bar{r}'_2) & \cdots & H^{(2)}(\bar{r}'_{N'}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H^{(M)}(\bar{r}'_1) & H^{(M)}(\bar{r}'_2) & \cdots & H^{(M)}(\bar{r}'_{N'}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f(\bar{r}'_1) \\ f(\bar{r}'_2) \\ \vdots \\ f(\bar{r}'_{N'}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_M \end{bmatrix}. \quad (9)$$

根据 (6) 式, 当 $M = N = N'$ 时, \mathbf{H} 矩阵是一个满秩方阵, 可以利用矩阵求逆 $\mathbf{f} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{g}$ 得到反射率空间分布, 即重建图像. 另一方面, 若离散化网格数量 N' 大于测量次数 M , 那么求解方程 (9) 将是一个病态问题, 可以通过压缩感知算法^[26,27]或其他优化算法^[9-14]来计算求解. 如下所述, 本文主要考虑 \mathbf{H} 矩阵是方阵的情形, 并针对不同的成像分辨率和成像距离要求, 得到与当前传统方法不同的最优微波成像系统.

3 数值仿真

3.1 随机性验证

对于 N 单元的天线阵列, 即使对每个单元进行 1 bit 相位调制, 则共有 2^N 不同排列组合的调相次数. 为了定量地评价随机场照射对散射信息的获取能力, 可以通过奇异值分解的方法来衡量 \mathbf{H} 矩

阵中不同测量模式间的相关性, 从而得到最少的测量次数 M . 理想情况下, 奇异值曲线应当是平缓的曲线, 其中非零奇异值的个数被定义为矩阵的秩, 秩越大意味着包含的信息越多^[28].

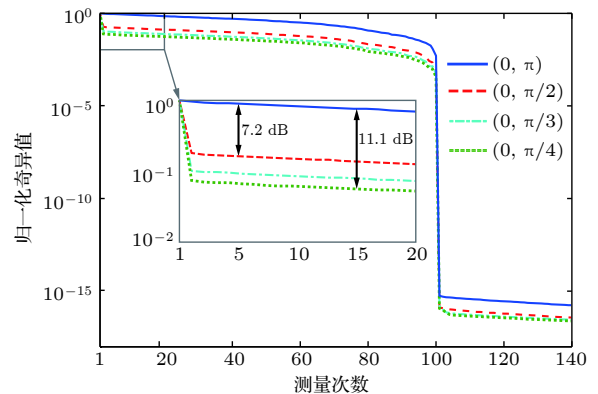


图 3 不同 1 bit 随机相位分布对应的 \mathbf{H} 矩阵随机性分析

Fig. 3. Randomness analysis of the \mathbf{H} matrix for different 1-bit phase.

不失一般性, 假定天线阵列中单元数量 $N = 10 \times 10$, 组阵间距 $\Delta r = 1\lambda$, 工作频率 5.8 GHz. 成像区域划分网格数量为 $N' = 20 \times 20$, 其间距 $\Delta r' = 0.5\lambda$, 成像区域与天线阵列之间的距离 $R = 5\lambda$, 随机调相次数 M 取值为 140. 为了观察不同相位分布对 \mathbf{H} 矩阵随机性能的影响, 仿真中选取了 4 种服从高斯白噪声的 1 bit 随机相位分布, 分别为 $(0, \pi)$, $(0, \pi/2)$, $(0, \pi/3)$ 和 $(0, \pi/4)$. 根据上述参数, \mathbf{H} 矩阵是一个大小为 $M \times N'$ 的矩阵, 它的归一化奇异值曲线如图 3 所示. 当测量次数大于单元数量 N 时, 奇异值曲线迅速下降到零, 表明此时新增的行向量 (测量) 之间具有很强的相关性. 对于前 N 次测量, 0 和 π 相位所对应的奇异值曲线比其他曲线分别高 7.2 dB 和 11.1 dB, 这意味着更多的有效信息和更好的信噪比. 因此, 在随机照射成像过程中将选择 0 和 π 的 1 bit 随机相位分布.

3.2 参数优化

上述的仿真结果验证了: 当 $M = N = N'$ 时, 完全随机照射得到的 \mathbf{H} 矩阵是一个满秩方阵, 从而实现对目标散射信息的有效测量. 在成像系统中, 作为指标的成像分辨率 $\Delta r'$ 和成像区域通常是给定的, 而待确定的系统参数包括测量次数 M 、成像距离 R 、天线单元数量 N 及其组阵间距 Δr . 因此, 一旦给定了成像分辨率 $\Delta r'$ 和成像区域, 就得到了离散化网格数量 N' , 而天线单元数量 N 和测量次数 M 也随之确定. 余下的未知参数可以通过奇异值来进一步优化确定.

为了探究不同系统参数之间的相互关系, 仿真计算中设置天线单元数量 $N = 5 \times 5$, 组阵间距 $\Delta r = 1\lambda$, 成像分辨率 $\Delta r' = 2\lambda$, 得到如图 4(a) 所示的随测量次数和成像距离变化的 \mathbf{H} 矩阵奇异值分布曲线. 图 4(b) 为图 4(a) 在测量次数为

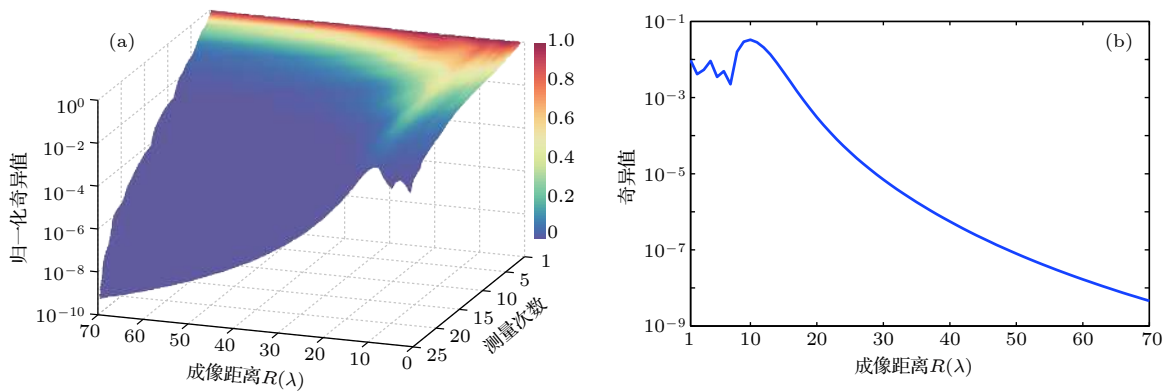


图 4 随测量次数和成像距离变化的 \mathbf{H} 矩阵奇异值分布曲线 (a) 以及 25 测量处的二维剖面 (b)

Fig. 4. (a) Dependence of the normalized singular value with respect to the measurement times M and the imaging distance R ; (b) profiles of Fig. 4(a) for $M = 25$.

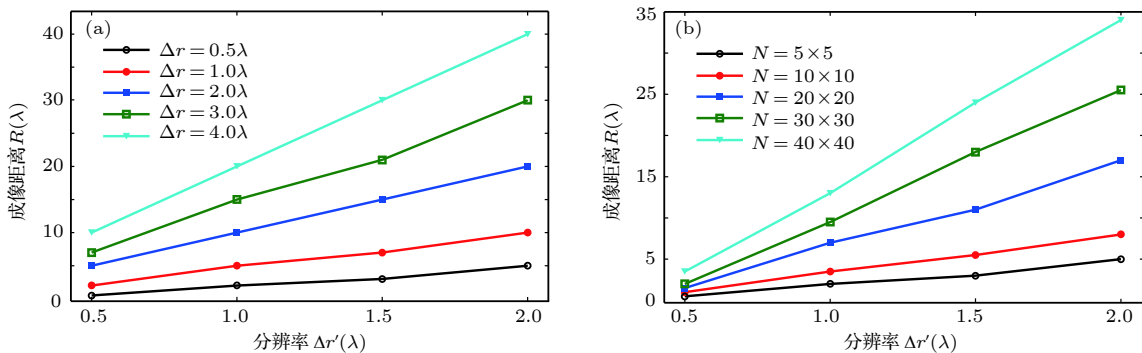


图 5 成像系统参数之间关系 (a) 最优成像距离 R 与组阵间距 Δr 、分辨率 $\Delta r'$ 之间的变化关系; (b) 最优成像距离 R 与天线单元数量 N 、分辨率 $\Delta r'$ 之间的变化关系

Fig. 5. Dependence analysis: (a) Dependence of the optimal imaging distance with respect to Δr and $\Delta r'$; (b) dependence of the optimal imaging distance with respect to $\Delta r'$ and N when $\Delta r = 0.5\lambda$.

25 处的二维剖面图. 根据奇异值曲线, 对于不同的测量次数, 存在最优的成像距离 R . 具体地, 对于组阵间距 λ , 最优成像距离为 10λ . 因此, 可以依据不同的组阵间距 Δr 得到相应的最优成像距离 R 和分辨率 $\Delta r'$ 的关系曲线, 见图 5(a). 对于给定的成像分辨率, 最优成像距离随着组阵间距增大而增大. 同样, 保持组阵间距 Δr 为典型的半波长, 还可以得到如图 5(b) 所示的不同天线单元个数 N 和最优成像距离 R 、分辨率 $\Delta r'$ 之间关系曲线. 对于给定的成像分辨率, 最优成像距离随着阵列天线单元数量增大而增大. 依据阵列天线口径 D 和组阵间距 Δr 、天线单元数量 N 之间关系, 结合图 5 还能够得出分辨率 $\Delta r'$ 随阵列天线口径 D 增大而减小的变化规律. 以上性质与传统雷达的角分辨率一致.

3.3 仿真分析

为了验证上述成像系统最优参数的选取方法, 假设给定的分辨率 $\Delta r' = 2\lambda$, 成像区域为 $10\lambda \times 10\lambda$. 则离散化网格数量 N' 、天线单元数量 N 以及测量次数 M 均等于 5×5 . 根据图 5(a) 中 5×5 阵列天线所对应的成像系统参数变化关系, 可以确定最优的成像距离以及相关的组阵间距. 考虑后续阵列天线硬件实现中相位调制器所需的设计空

间, 在仿真和实验中选择组阵间距为 1λ , 则最佳成像距离应为 10λ .

根据以上系统参数, \mathbf{H} 矩阵是一个 25×25 的方阵, 对成像模型公式 (9) 采用直接矩阵求逆的方法得到重建图像 $\hat{\mathbf{f}}$, 即 $\hat{\mathbf{f}} = \mathbf{H}^{-1} \mathbf{f}$. 如图 6(a) 所示, 仿真中采用反射率为 1 的“T”形金属块作为原始目标. 图 6(b) 和图 6(c) 分别为任意两次随机照射的电场分布图, 结果表明经过随机相位调制得到的场分布完全不同. 图 6(d) 为 \mathbf{H} 矩阵的归一化奇异值, 缓慢下降的曲线意味着每次随机照射得到的测量值之间相关度低.

成像计算前, 高斯白噪声作用于散射信号 \mathbf{g} 使其信噪比下降为 15 dB. 为了验证最优的成像距离, 分别对不同成像距离处目标进行图像重建. 图 7(a)–(c) 分别为成像距离 5λ , 10λ 和 15λ 处的归一化反演图像, 结果显示最优成像距离 (10λ) 处的成像效果最佳. 图 7(d) 进一步地展示了成像质量随成像距离 R 的变化关系, 其中采用归一化均方根误差 (NRMSE) 来衡量反演图像的质量. NRMSE 定义如下:

$$\text{NRMSE} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{f}_i - f_i)^2}}{f_{\max} - f_{\min}}, \quad (10)$$

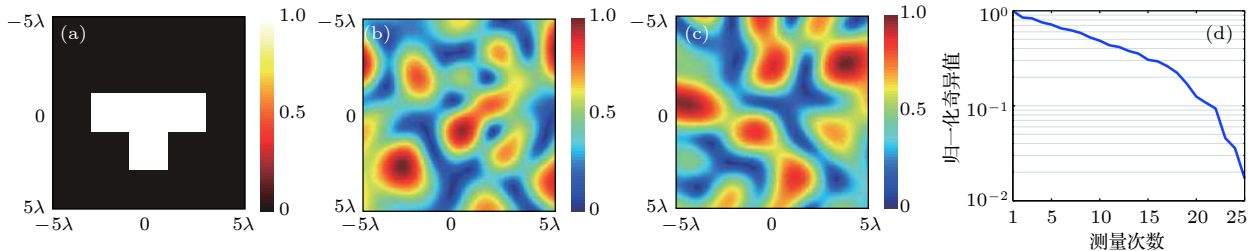


图 6 仿真设置 (a) “T”形目标; (b), (c) 任意两次随机照射; (d) \mathbf{H} 矩阵的归一化奇异值

Fig. 6. Simulation setup: (a) T-shaped object; (b), (c) randomized illuminations; (d) singular values of the \mathbf{H} matrix.

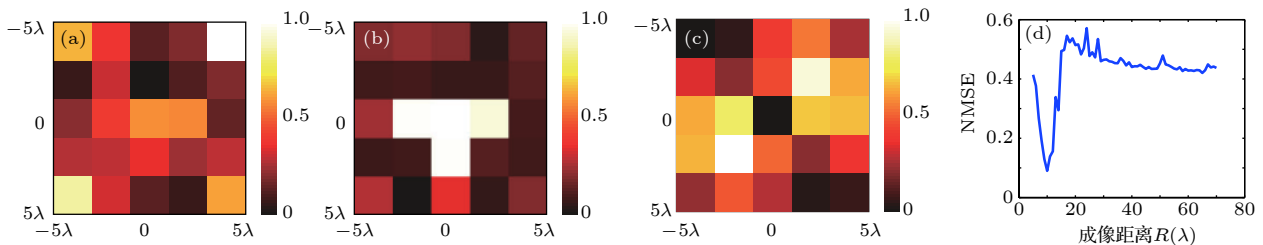


图 7 基于信噪比 15 dB 的仿真数据反演得到不同成像距离处的重建图像 (a) $R = 5\lambda$ 的重建图像; (b) $R = 10\lambda$ 的重建图像; (c) $R = 15\lambda$ 的重建图像; (d) 重建图像误差随成像距离的变化曲线

Fig. 7. Reconstructed images based on simulated data with a 15 dB SNR. Reconstructed images for imaging distances of 5λ (a), 10λ (b) and 15λ (c), respectively; (d) NRMSE analysis of images reconstructed with different imaging distances.

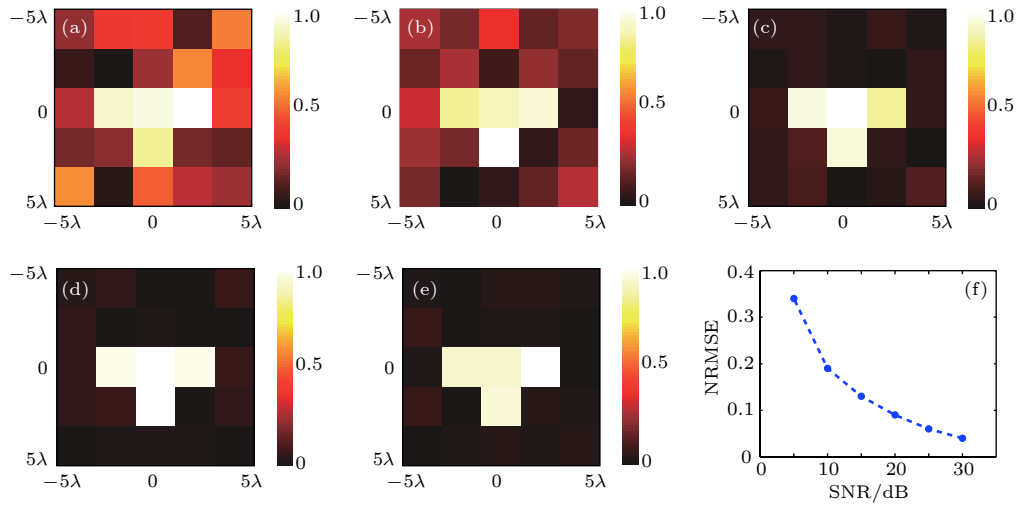


图 8 基于仿真数据反演得到不同信噪比下的重建图像 (a) SNR = 5 dB; (b) SNR = 10 dB; (c) SNR = 20 dB; (d) SNR = 25 dB; (e) SNR = 30 dB; (f) NRMSE 分析

Fig. 8. Reconstructed images based on simulated data with different SNRs. Reconstructed images with SNR values of 5 dB (a), 10 dB (b), 20 dB (c), 25 dB (d) and 30 dB (e), respectively; (f) NRMSE analysis.

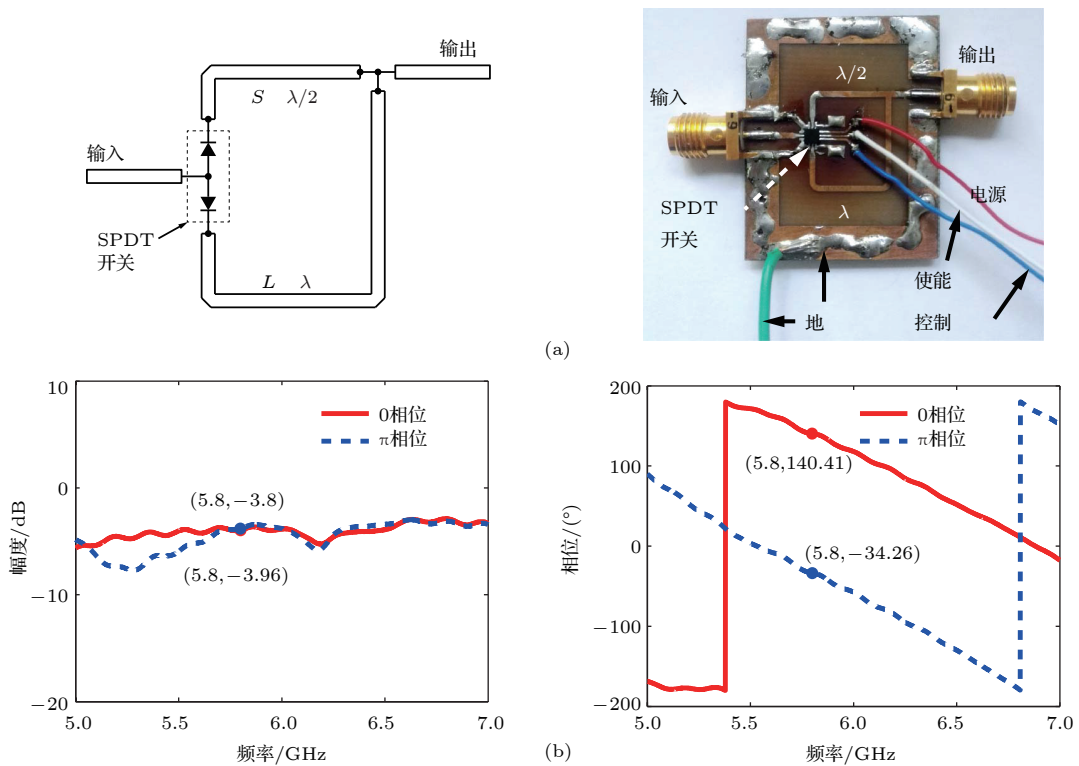


图 9 1 bit 相位调制器 (a) 电路拓扑结构和测试板照片; (b) 两种切换状态下实测幅度和相位

Fig. 9. 1-bit phase modulator: (a) Topology and test board; (b) measured amplitude and phase difference.

其中, \hat{f}_i, f_i 分别为第 i 个离散网格处的估计值和原始值; N 为离散网络数量; f_{\max} 和 f_{\min} 分别为原始图像的最大值和最小值. 结果表明, 在最优成像距离 10λ 处重建图像的误差值最小, 与先前结论一致.

为了探究成像系统的抗噪性, 仿真得到了不同

信噪比条件 (5—30 dB) 下的重建图像, 如图 8(a)—(e) 所示. 图 8(f) 为 NRMSE 随 SNR 的变化曲线. 结果显示, 在低信噪比条件 (5 dB) 下, 仍能够得到可分辨的重建图像, 表明该成像系统具有一定的抗噪性能.

4 实验验证

4.1 实验系统

图 2 所示随机照射微波成像系统的核心在于随机相位调制, 其硬件实现为相位调制器. 具体地, 该相位调制器为工作于 5.8 GHz、具有 180° 相位差的一位数字相位调制器. 本文在短截线开关移相器电路的基础上, 利用不同长度的微带线和单刀双掷 (SPDT) 射频开关芯片完成相位调制器设计, 其中微带线长度差为半波长. 图 9(a) 为 1 bit 相位调制器的电路拓扑结构和电路板照片, 两段不同长度的微带线 S 和 L 的长度分别为 $\lambda/2$ 和 λ . SPDT 开关芯片型号为 MINI 公司 JSW2-63DR+, 该芯片能够在单端直流电压控制下完成信号快速切换, 以及高隔离度、低功耗和低插损等优点. 图 9(b) 为实际测量得到的不同状态下相位调制器幅度和相位曲线, 可以看到两种切换状态下的幅度分别为 -3.8 和 -3.9 dB, 相位分别为 -34.26° 和 140.41° , 相位差为 174.67° , 基本满足设计需求. 由于开关芯片在 5.8 GHz 下的插损远小于 1 dB, 因此上述测量的损耗主要来源于 SMA 连接头以及其他可能的不匹配相位.

为了验证理论和仿真结果, 成像实验系统参数和 3.2 节中仿真参数基本一致, 即 $N = N' = M = 25$, $\Delta r = 1\lambda$, $R = 10\lambda$, $\Delta r' = 2\lambda$. 图 10 为基于随机照射成像系统的集成电路板照片. 电路板整体尺寸大小为 $25.5\text{ cm} \times 25.5\text{ cm}$, 板厚 2.3 mm. 集成电路板顶层为 5×5 微带贴片天线, 底层主要为功分器、相位调制器和单片机 (MCU) 控制器三大功能模块. 为方便起见, 位于中心的贴片单元作为接收天线 Rx. 其余 24 个贴片单元分别连接到 24 个

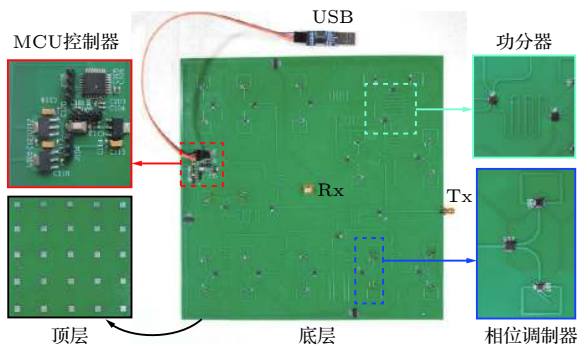


图 10 成像实验系统的集成电路板照片

Fig. 10. Photo of the board-integrated imaging system.

相位调制器, 再连接到 24 路功分器上构成具有随机照射特性的发射天线 Tx. 最终, 通过两个 SMA 连接头分别作为 Tx 和 Rx 端口. 为了实现随机相位调制, 通过 STM8 单片机和 3 个八位移位寄存器组成的 MCU 控制器将 24 个 1 bit 随机数逐个发送到每个相位调制器. 上述系统采用了贴片天线作为阵列单元. 根据 (3) 式, 天线的增益 (方向性) 体现在阵列单元的格林函数中. 因此, 采用理论推导中的全向性点源或实验中的定向性贴片天线不影响系统的工作原理和理论性能. 但定向天线的采用将提高系统的信噪比, 从而有助于提高成像质量.

在实验过程中, 通过便携式计算机实现对 MCU 和矢量网络分析仪 (VNA) 的信号控制和数据读取. 首先, 计算机发送指令到 MCU 并开始一次随机照射. 随后, 计算机通过 GPIB 线从 VNA 中读取 Tx 和 Rx 两端口间的传输系数 S_{21} 并保存. 同时, 通过放大器来放大发射和接收信号, 从而保证足够的信噪比. 在实际应用中, 还可以采用小型化的微波集成电路来代替 VNA 测量得到幅度和相位, 例如文献 [29] 中提出的 5.8 GHz 多普勒雷达传感器.

4.2 H 矩阵的构建

在成像之前, 首先需要得到包含随机场特性的 H 矩阵 [18]. 目前构建该矩阵主要有两种方式: 1) 近场扫描法, 对发射/接收天线进行近场扫描, 通过傅里叶变换将近场信息转换到位于远场的成像区域, 此处的电磁场信息即为 H 矩阵 [20]; 2) 逐点校准法, 将分辨率大小的校准反射体逐点放置于成像区域中所有网格, 综合每个网格处的传输信息

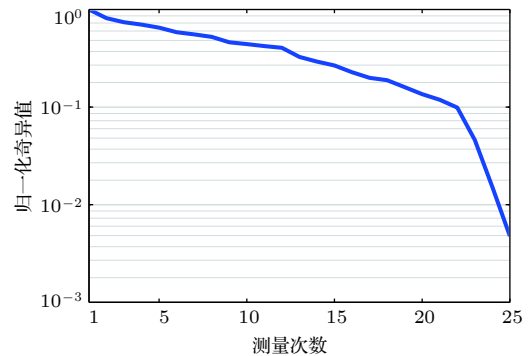


图 11 实测 H 矩阵的归一化奇异值

Fig. 11. Normalized singular values of the H matrix using the measured data.

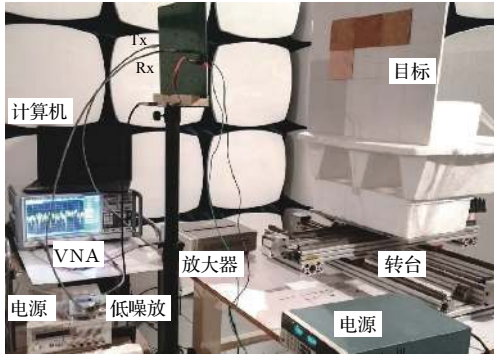


图 12 基于随机多波束照射的微波成像实验系统
Fig. 12. Experimental setup of the imaging system based on random field illuminations.

就构成了 H 矩阵^[24].

从实际操作角度, 本文采用易于实现的第二种方法. 具体地, 选择 $2\lambda \times 2\lambda$ 的金属片作为校准反射体. 在第一次的校准测量中, 校准反射体放置在成像区域中的第一个网格处. 随后, 25 次随机照射

得到 25 个 S_{21} 测量值, 从而构成 H 矩阵的第一列. 在剩余的 24 个网格处分别重复上述校准过程, 最终得到完整的 H 矩阵. 图 11 为实际测量 H 矩阵的归一化奇异值曲线, 结果表明, 尽管实际实验中测量次数和发射天线单元个数并不相等, 但是由于测量误差和系统噪声的影响, 使得第 25 次测量与先前测量值并不完全相关, 因此仍可以通过伪逆矩阵来求解方程 (9).

4.3 实验结果

图 12 为利用 VNA、放大器等仪器以及随机照射天线阵列搭建的成像实验系统, 其中步进转台用于精确地得到不同成像距离. 测量中, 首先在成像区域放置不同形状的金属片作为待成像目标体 (如图 12 中所示的倒“L”形图案); 同时移动步进转台使目标体位于成像距离 R 处; 随后计算机向阵列天线依次发送 25 次随机照射指令并读取 VNA 的

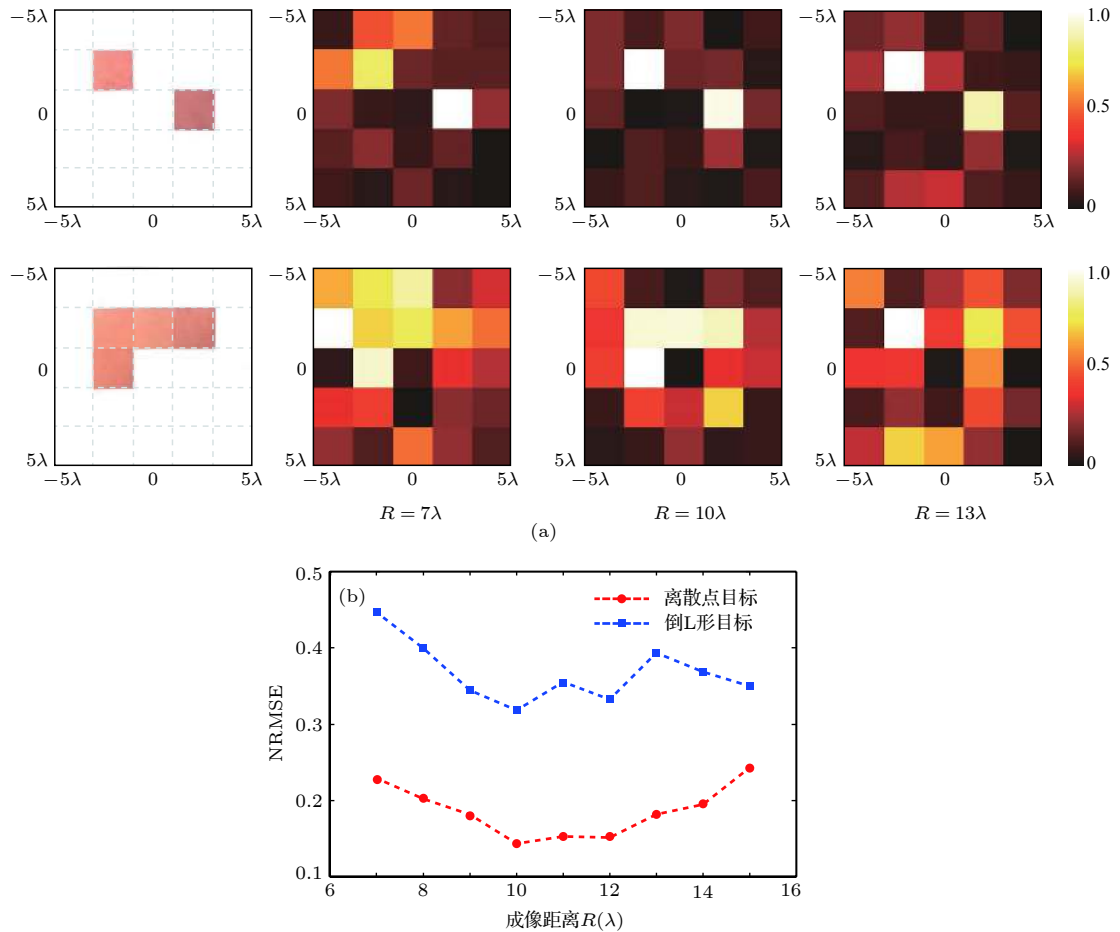


图 13 不同成像距离处的成像实验结果 (a) 离散点目标和倒“L”形状目标在不同成像距离 R 的重建图像; (b) 重建图像误差随成像距离 R 的变化曲线

Fig. 13. Experimental results with different R : (a) Reconstructed image of two discrete objects and inverted L-shape object at 7λ , 10λ , and 13λ distances, respectively; (b) NRMSE analysis.

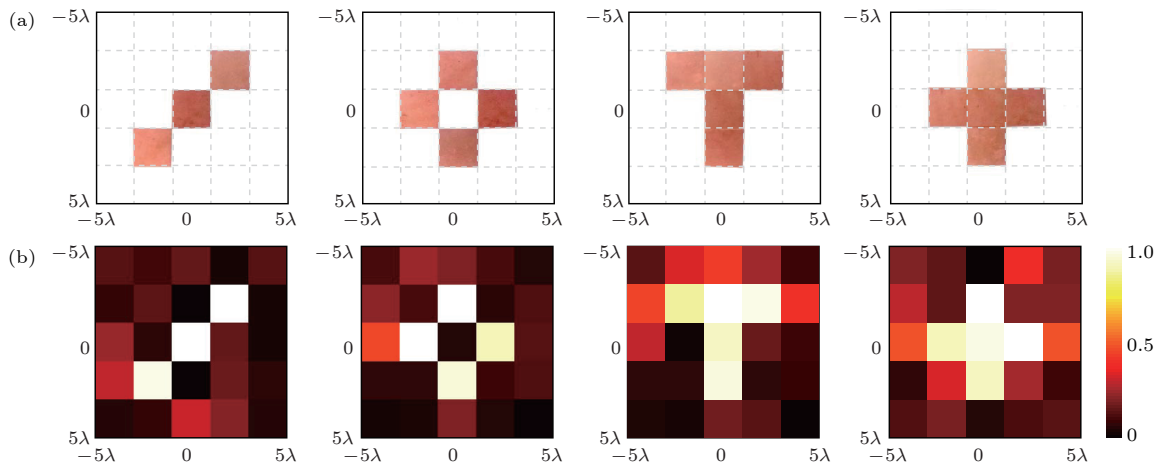


图 14 在最优成像距离处的成像实验结果 (a) 原始目标; (b) 重建图像

Fig. 14. Imaging results at the optimal distance using experimental data: (a) The original objects; (b) reconstructed images.

S_{21} 测量数据. 最终, 利用测量得到的散射测量值 \mathbf{g} 和校准得到的 \mathbf{H} 矩阵, 通过矩阵求逆的方法得到反演结果.

图 13(a) 所示分别为成像距离 7λ , 10λ , 13λ 处的离散点目标和倒“L”形状目标重建图像, 其中位于 10λ 处的成像效果最好. 由于倒“L”形的目标更加复杂, 使得该目标在 7λ 和 13λ 处的成像结果难以分辨. 以上结论仅仅通过直观观察得到. 图 13(b) 为上述两种原始目标在不同距离下的 NRMSE 结果, 曲线清楚地显示, 成像距离为 10λ 处的重建图像的误差最小, 验证了仿真和理论中的最优成像距离. 为了探究该成像系统的更多性能, 在最优成像距离处对多个离散点、“T”形、“十”字目标等较复杂目标进行成像实验. 图 14(a) 和图 14(b) 分别为原始目标以及对应的图像重建结果, 原始目标的位置和形状都能够准确反演.

5 讨论

综上, 仿真与实验结果验证了本文所提出的基于随机场照射的最优微波成像系统. 对于给定的成像分辨率和成像区域大小, 可以利用最少的天线单元和测量次数来完成随机照射, 并得到最优的二维微波成像系统. 与先前基于超材料的成像系统相比, 本文提出的成像系统通过 1 bit $0/\pi$ 相位调制的方式获取随机场照射, 使得每个天线单元都处于工作状态, 因此整个系统的能量效率更高. 而且该时分系统工作于单一频率, 具有频率效率高的优点.

理想情况下, 能够通过增加天线单元数目实现

高分辨率成像. 然而, 这种阵列并不适用于实际应用场景. 对此, 可以采用多种方法来解决高分辨率的问题. 首先, 压缩感知或者基于优化的成像算法能够求解分辨率增加而产生的病态方程; 其次, 可以通过跳频、多载波或者宽带信号在频域上增加非相关的测量次数; 最后, 提高信号的频率能够在减小口径面的同时显著地增加分辨率.

6 结论

综上所述, 本文基于阵列天线理论, 理论分析并实验验证了一种最优的二维微波成像系统. 该系统主要有两个创新点: 1) 完全随机照射的获取; 2) 成像系统最优参数的选取. 对于给定的成像分辨率和成像区域大小, 能够使用最少的天线单元实现随机照射, 通过最少的测量次数完成矩阵求逆并得到重建图像. 所述成像系统具有能量效率高、频谱效率高、结构简单、成本低等优点, 能够工作于微波、毫米波甚至太赫兹频段, 在安检、室内定位等不同场景中具有潜在的应用价值.

参考文献

- [1] Nikolova N 2017 *Introduction to Microwave Imaging* (Cambridge: Cambridge University Press) pp1–20
- [2] Elsdon M, Smith D, Leach M, Foti S 2005 *Microw. Opt. Techn. Lett.* **47** 536
- [3] Ahmed S S, Schiessl A, Gumbmann F, Tiebout M, Methfessel S, Schmidt L P 2012 *IEEE Microw. Mag.* **13** 26
- [4] Laviada J, Wu B, Ghasr M T, Zoughi R 2018 *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **99** 1
- [5] Di Meo S, Espín-López P F, Martellosio A, Pasian M, Matrone G, Bozzi M, Magenes G, Mazzanti A, Perregini L, Svelto F, Summers P E, Renne G, Preda L, Bellomi M 2017

- IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **65** 1795
- [6] Baranoski E J 2008 *J. Franklin Inst.* **345** 556
- [7] Bertero M, Boccacci P 1998 *Introduction to Inverse Problems in Imaging* (Bristol: Institute of Physics Pub.) pp1–11
- [8] Wang Y M, Chew W C 1989 *Int. J. Imaging Syst. Technol.* **1** 100
- [9] van den Berg P M, Kleinman R E 1997 *Inv. Prob.* **13** 1607
- [10] Benedetti M, Franceschini G, Azaro R, Massa A 2007 *Antennas Wirel. Propag. Lett.* **6** 271
- [11] Mojabi P, Lovetri J, Shafai L 2011 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **59** 4790
- [12] Chen X 2010 *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **48** 42
- [13] Palmeri P, Martina B, Lorenzo C, Tommaso I, Loreto D 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 829
- [14] Xu K, Zhong Y, Chen X, Lesselier D 2018 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **66** 4228
- [15] Pastorino M 2010 *Microwave Imaging* (Hoboken N J: John Wiley) pp20–53
- [16] Yurduseven O, Gollub J N, Marks D L, Smith D R 2016 *Opt. Express* **24** 8907
- [17] Yurduseven O, Gowda V R, Gollub J N, Smith D R 2016 *IEEE Microw. Compon. Lett.* **26** 367
- [18] Hunt J, Driscoll T, Mrozack A, Lipworth G, Reynolds M, Brady D, Smith D R 2013 *Science* **339** 310
- [19] Lipworth G, Mrozack A, Hunt J, Marks D L, Driscoll T, Brady D, Smith D R 2013 *J. Opt. Soc. Am. A* **30** 1603
- [20] Hunt J, Gollub J, Driscoll T, Lipworth G, Mrozack A, Reynolds M, Brady D, Smith D R 2014 *J. Opt. Soc. Am. A* **31** 2109
- [21] Sleasman T, Imani M F, Gollub J N, Smith D R 2015 *Appl. Phys. Lett.* **107** 204104
- [22] Sleasman T, Boyarsk M, Imani M F, Gollub J N, Smith D R 2016 *J. Opt. Soc. Am. B* **33** 1098
- [23] Sleasman T, Boyarsky M, Pulido-Mancera L, Fromenteze T, Imani M F, Reynolds M S, Smith D R 2017 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **65** 6864
- [24] Li Y, Li L, Xu, B, Wu W, Wu R, Wan X, Cheng Q, Cui T 2016 *Sci. Rep.* **6** 23731
- [25] Kong J A 1986 *Theory of Electromagnetic Waves* (New York: Wiley) pp225–229
- [26] Donoho D L 2006 *IEEE Trans. Inf. Theory* **52** 1289
- [27] Massa A, Rocca P, Oliveri G 2015 *IEEE Antennas Propag. Mag.* **57** 224
- [28] Hua Y, Sarkar T K 1991 *IEEE Trans. Signal Process.* **39** 892
- [29] Fan T, Ma C, Gu Z, Lv Q, Chen J, Ye D, Huangfu J, Sun Y, Li C, Ran L 2016 *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* **64** 4012

Optimal microwave imaging with random field illuminations*

Zhou Tian-Yi[†]

(College of Information Science and Engineering, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

(Received 1 December 2018; revised manuscript received 28 December 2018)

Abstract

In the recent years, the theory and technologies of electromagnetic computational imaging have been well developed and several novel imaging methods have been proposed, one of which is known as the microwave imaging under random field illumination. In order to solve the matrix equation of imaging model, the key of such an imaging system is to generate the random electromagnetic radiation field distribution, implementing the independent measurements under random field illuminations. In this work, an optimal microwave imaging system for the desired imaging region and resolution is theoretically analyzed and experimentally implemented. In the randomness analysis, the correlation between different measurements is evaluated by the singular value decomposition, which is also adopted as a criterion for choosing the optimal parameters of the imaging system. Based on random field illuminations generated by the least number of antenna elements, a full-rank matrix equation can be used to reconstruct the object by direct matrix inversion, which can be completed in nearly real-time once the system calibration is implemented in advance. The numerical simulation and experimental investigation are performed, and the results prove the effectiveness of the proposed optimal imaging system. By using the traditional array theory, it is found that for an N -element phase array, N illuminations with each element excited by a single frequency, equal amplitude and randomized 0 or π phase signal will result in N independent measurements. Theoretically, any additional measurement under random illumination will be correlated with the previous N measurements. Since the random field illumination is obtained by array antennas with 1-bit random phase modulation, the power radiated by each transmitting element is not sacrificed, resulting in an optimal power efficiency of the imaging system compared with those of earlier metasurface-based imaging systems. Besides, a single frequency signal source is used in the system, which also realizes the optimal spectrum efficiency. In conclusion, there are two major innovations of the proposed imaging system: 1) the completely random field illuminations based on 1-bit phase modulation; 2) the approach to optimizing the system on desired demand. The compact and low-cost imaging system promises to have various imaging applications, such as public security and indoor localization.

Keywords: microwave imaging, array antenna, random field, phase modulation

PACS: 52.70.Gw, 84.40.Ba, 02.30.Zz, 02.50.Fz

DOI: 10.7498/aps.68.20182122

* Project supported by Ningbo University Discipline Project, China (Grant Nos. XKL14D2058, XYL15008) and the K. C. Wong Magna Fund in Ningbo University, China.

[†] Corresponding author. E-mail: zhoutianyi@nbu.edu.cn